

JP2004104790A TRANSMISSION METHOD

Bibliography

DWPI Title

Base station symbols transmitting method for multi-carrier code division multiple access telecommunication system, involves weighting each frequency component produced by symbol of user by weighting complex coefficients

Original Title

TRANSMISSION METHOD

Assignee/Applicant

Standardized: MITSUBISHI ELECTRIC INF TECH

Original: MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPA BV

Inventor

SAELZER THOMAS

Publication Date (Kind Code)

2004-04-02 (A)

Application Number / Date

JP2003314426A / 2003-09-05

Priority Number / Date / Country

EP2002292189A / 2002-09-05 / EP

JP2003314426A / 2003-09-05 / JP

Abstract

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a transmission method of transmitting a plurality of symbols from a base station of an MC-CDMA telecommunication system to a plurality of (K) users.

SOLUTION: Each symbol (d_k) to be transmitted to a user is spread over a plurality of (L) carriers (l) by encoding sequences ($c_k(l)$, $c_k^{\text{ext}}(l)$) to generate a plurality of corresponding frequency components, and the base station is provided with a plurality of (M) antenna elements. Thus, the frequency components generated by symbols of users (k) are weighted with a plurality of (M) weighting complex coefficients ($w_k^*(l, m)$, $m=1, \dots, M$) to obtain a plurality of (LM) weighted frequency components ($z_k^m(l)$), the weighting coefficients are for the users (k), the carriers (l) and the antenna elements (m), and the plurality of weighting coefficients are obtained from estimates of channel coefficients ($h_k(l, m)$) of down link transmission channels between the antenna elements and the users for each carrier frequency.

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2004-104790

(P2004-104790A)

(43) 公開日 平成16年4月2日(2004.4.2)

(51) Int. Cl.⁷

H04J 11/00

H04B 1/707

F I

H04J 11/00

H04J 13/00

Z

D

テーマコード (参考)

5K022

審査請求 未請求 請求項の数 9 O L (全 20 頁)

(21) 出願番号 特願2003-314426 (P2003-314426)
 (22) 出願日 平成15年9月5日 (2003.9.5)
 (31) 優先権主張番号 02292189.4
 (32) 優先日 平成14年9月5日 (2002.9.5)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

(71) 出願人 503163527
 ミツビシ・エレクトリック・インフォメイ
 ション・テクノロジー・センター・ヨーロ
 ッパ・ビーヴィ
 MITSUBISHI ELECTRIC
 INFORMATION TECHNO
 LOGY CENTRE EUROPE
 B. V.
 オランダ国、1119 エヌエス・スビブ
 ホール・レーイク、カプロニラーン 46
 Capronilaan 46, 111
 9 NS Schiphol Rijk,
 The Netherlands

(74) 代理人 100057874
 弁理士 曾我 道照

最終頁に続く

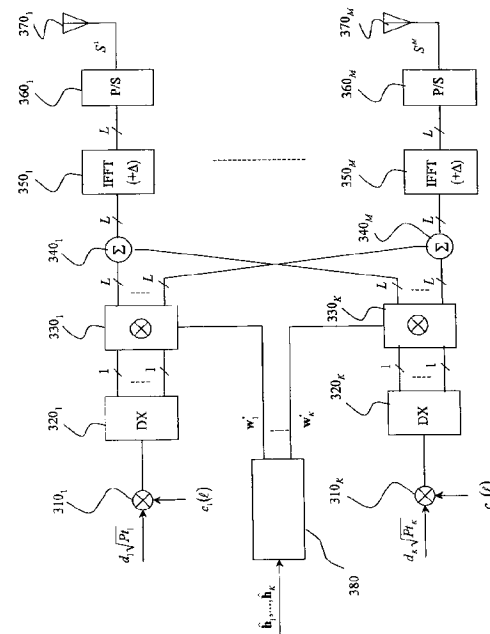
(54) 【発明の名称】 送信方法

(57) 【要約】

【課題】 MC-CDMA電気通信システムの基地局から複数 (K) のユーザへ複数のシンボルを送信する送信方法を提供する。

【解決手段】 ユーザへ送信されるべき各シンボル (d_k) は符号化系列 ($c_k(1)$, $c_k^{\text{ext}}(1)$) で複数 (L) のキャリア (1) にわたって拡散されて複数の対応する周波数成分を生成し、基地局は複数 (M) のアンテナ素子を備える。本発明によれば、ユーザ (k) のシンボルにより生成される各周波数成分は複数 (LM) の重み付き周波数成分 ($z_k^m(1)$) を得るために複数 (M) の重み付け複素係数 ($w_k^*(1, m)$, $m=1, \dots, M$) により重み付けされ、各重み付け係数はユーザ (k)、キャリア (1) およびアンテナ素子 (m) に対するものであり、上記複数の重み付け係数は各キャリア周波数ごとに各アンテナ素子と各ユーザの間のダウンリンク伝送チャネルのチャネル係数 ($h_k(1, m)$) の推定値から求められる。

【選択図】 図1



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

M C - C D M A 電気通信システムの基地局から複数 (K) のユーザへ複数のシンボルを送信する送信方法であって、

ユーザへ送信されるべき各シンボル (d_k) は、符号化系列 ($c_k(1)$) で複数 (L) のキャリア (1) にわたって拡散されて複数の対応する周波数成分を生成し、

前記基地局は複数 (M) のアンテナ素子を備え、

ユーザ (k) のシンボルにより生成される各周波数成分は、複数 (LM) の重み付き周波数成分 ($z_k^m(1)$) を得るために複数 (M) の重み付け複素係数 ($w_k^*(1, m)$, $m = 1, \dots, M$) により重み付けされ、

10

各重み付け係数は、ユーザ (k)、キャリア (1) およびアンテナ素子 (m) に対するものであり、

前記複数の重み付け係数は、各キャリア周波数ごとに各アンテナ素子と各ユーザの間のダウンリンク伝送チャネルのチャネル係数 ($h_k(1, m)$) の推定値から求められる

ことを特徴とする送信方法。

【請求項 2】

各アンテナ素子 (m) に対して、複数 (L) の複合周波数成分 ($\sum_{k=1}^K z_k^m(1)$, $1 = 1, \dots, L$) を出力するために前記アンテナ素子および相異なるユーザに対する重み付き周波数成分がキャリアごとに加算され、

前記複数の複合周波数成分はさらに、前記アンテナ素子により送信されるべき信号 ($S^m(t)$) を生成するために逆フーリエ変換を受ける

20

ことを特徴とする請求項 1 記載の送信方法。

【請求項 3】

前記チャネル係数の推定値は、各キャリア周波数ごとに各ユーザと各アンテナ素子の間のアップリンク伝送チャネルのチャネル係数の推定値として得られる

ことを特徴とする請求項 1 又は 2 記載の送信方法。

【請求項 4】

所与のユーザに対する重み付け係数は、すべての前記ユーザの符号化系列、前記チャネル係数の推定値、前記シンボルを相異なるユーザへそれぞれ送信するために使用される送信電力 (P_{t_k})、ユーザ側で受信周波数成分に影響する雑音の分散 (σ^2) およびかけられる等化係数の関数として得られる

30

ことを特徴とする請求項 3 記載の送信方法。

【請求項 5】

所与のユーザ g に対する重み付け係数はベクトル w_g^* の成分から求められ、ただし*は複素共役演算であり、 w_g は次のタイプの式により求められ、

【数 1】

$$w_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 I_{ML})^{-1} (\tilde{c}_g^* \tilde{q}_g \hat{h}_g \tilde{c}_g)$$

ただし、M および L はそれぞれアンテナ素子の個数およびキャリアの個数であり、

40

(~) c_g は、前記所与のユーザ g の符号化系列を表すベクトル $c_g = (c_g(1), \dots, c_g(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ M・L のベクトルであり、

(~) q_g は、前記所与のユーザ g に対する等化係数を表すベクトル $q_g = (q_g(1), \dots, q_g(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ M・L のベクトルであり、

(^) h_g は、サイズ M・L のベクトルであり、(^) h_g の最初の L 個の成分はアンテナ素子 1 とユーザ g の間のチャネルの前記推定値を表し、次の L 個の成分はアンテナ素子 2 とユーザ g の間のチャネルに対応し、

μ_g は、ユーザ g に対する送信電力に対する制約によって与えられるスカラー係数であり、

I_{ML} はサイズ M・L × M・L の単位行列であり、

50

σ^2 は前記雑音分散の値であり、

$(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、ユーザ g により生成される他のユーザに対する多元接続干渉を特徴づけるエルミート行列であり、

\odot は2つのベクトルの成分ごとの乗算を表す

$(\sim) c_g$ 、 $(\sim) q_g$ は、 c 、 q の上にそれぞれ \sim があることを表し、 $(\hat{\cdot}) h_g$ 、 $(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、 h 、 Φ の上にそれぞれ $\hat{\cdot}$ があることを表す。）

ことを特徴とする請求項4記載の送信方法。

【請求項6】

前記エルミート行列は次のタイプの式から得られ、

【数2】

$$\hat{\Phi}_g = \sum_{k \neq g}^K P_{t_k} \hat{\mathbf{v}}_{kg} \hat{\mathbf{v}}_{kg}^H$$

10

ただし、 K はユーザの数であり、 P_{t_k} はユーザ k に対する送信電力であり、

【数3】

$$\hat{\mathbf{v}}_{kg} = \tilde{\mathbf{c}}_k^* \odot \tilde{\mathbf{q}}_k \odot \hat{\mathbf{h}}_k \odot \tilde{\mathbf{c}}_g$$

であり、

ただし、 $(\sim) c_k$ は、ユーザ k の符号化系列を表すベクトル $c_k = (c_k(1), \dots, c_k(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、

$(\sim) q_k$ は、ユーザ k に対する等化係数を表すベクトル $q_k = (q_k(1), \dots, q_k(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、

$(\hat{\cdot}) h_k$ は、サイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、 $(\hat{\cdot}) h_k$ の最初の L 個の成分はアンテナ素子1とユーザ k の間のチャネルの前記推定値を表し、次の L 個の成分はアンテナ素子2とユーザ k の間のチャネルに対応する

$(\sim) c_k$ 、 $(\sim) q_k$ は、 c 、 q の上にそれぞれ \sim があることを表し、 $(\hat{\cdot}) h_k$ は、 h の上に $\hat{\cdot}$ があることを表す。）

ことを特徴とする請求項5記載の送信方法。

【請求項7】

所与のユーザ g に対する重み付け係数はベクトル w_g^* の成分から求められ、ただし $*$ は複素共役演算であり、 w_g は次のタイプの式により求められ、

【数4】

$$w_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 I_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_g^* \odot \hat{\mathbf{h}}_g \odot \tilde{\mathbf{c}}_g)$$

30

ただし、 M および L はそれぞれアンテナ素子の個数およびキャリアの個数であり、

$(\sim) c_g$ は、前記所与のユーザ g の符号化系列を表すベクトル $c_g = (c_g(1), \dots, c_g(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、

$(\hat{\cdot}) h_g$ は、サイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、 $(\hat{\cdot}) h_g$ の最初の L 個の成分はアンテナ素子1とユーザ g の間のチャネルの前記推定値を表し、次の L 個の成分はアンテナ素子2とユーザ g の間のチャネルに対応し、

μ_g は、ユーザ g に対する送信電力に対する制約によって与えられるスカラー係数であり、

I_{ML} はサイズ $M \cdot L \times M \cdot L$ の単位行列であり、

σ^2 は前記雑音分散の値であり、

$(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、ユーザ g により生成される他のユーザに対する多元接続干渉を特徴づけるエルミート行列であり、

\odot は2つのベクトルの成分ごとの乗算を表す

$(\sim) c_g$ は、 c の上に \sim があることを表し、 $(\hat{\cdot}) h_g$ 、 $(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、 h 、 Φ の上に

50

それぞれ $\hat{\cdot}$ があることを表す。)

ことを特徴とする請求項 4 記載の送信方法。

【請求項 8】

所与のユーザ g に対する重み付け係数はベクトル w_g^* の成分から求められ、ただし $*$ は複素共役演算であり、 w_g は次のタイプの式により求められ、

【数 5】

$$w_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 I_{ML})^{-1} \hat{h}_g$$

ただし、 M および L はそれぞれアンテナ素子の個数およびキャリアの個数であり、

$(\hat{\cdot}) h_g$ は、サイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、 $(\hat{\cdot}) h_g$ の最初の L 個の成分はアンテナ素子 1 とユーザ g の間のチャネルの前記推定値を表し、次の L 個の成分はアンテナ素子 2 とユーザ g の間のチャネルに対応し、

μ_g は、ユーザ g に対する送信電力に対する制約によって与えられるスカラー係数であり、

I_{ML} はサイズ $M \cdot L \times M \cdot L$ の単位行列であり、

σ^2 は前記雑音分散の値であり、

$(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、ユーザ g により生成される他のユーザに対する多元接続干渉を特徴づけるエルミート行列である

$(\hat{\cdot}) h_g$ 、 $(\hat{\cdot}) \Phi_g$ は、 h 、 Φ の上にそれぞれ $\hat{\cdot}$ があることを表す。)

ことを特徴とする請求項 4 記載の送信方法。

【請求項 9】

前記エルミート行列は次のタイプの式から得られ、

【数 6】

$$\hat{\Phi}_g = \sum_{k \neq g}^K P_{t_k} \hat{v}_{kg} \hat{v}_{kg}^H$$

ただし、 K はユーザの数であり、 P_{t_k} はユーザ k に対する送信電力であり、

【数 7】

$$\hat{v}_{kg} = \tilde{c}_k^* \circ \hat{h}_k \circ \tilde{c}_g$$

であり、

ただし、 $(\sim) c_k$ は、ユーザ k の符号化系列を表すベクトル $c_k = (c_k(1), \dots, c_k(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、

$(\sim) c_g$ は、前記所与のユーザ g の符号化系列を表すベクトル $c_g = (c_g(1), \dots, c_g(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、

$(\hat{\cdot}) h_k$ は、サイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、 $(\hat{\cdot}) h_k$ の最初の L 個の成分はアンテナ素子 1 とユーザ k の間のチャネルの前記推定値を表し、次の L 個の成分はアンテナ素子 2 とユーザ k の間のチャネルに対応し、

\circ は 2 つのベクトルの成分ごとの乗算を表す

$(\sim) c_k$ 、 $(\sim) c_g$ は、 c の上にそれぞれ \sim があることを表し、 $(\hat{\cdot}) h_k$ は、 h の上に $\hat{\cdot}$ があることを表す。)

ことを特徴とする請求項 7 又は 8 記載の送信方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、MC-CDMA 電気通信システムの基地局からその複数のユーザへの送信方法に関する。

【背景技術】

10

20

30

40

50

【0002】

MC-CDMAは、ワイヤレス広帯域マルチメディアアプリケーションに対する幅広い関心を集めている。マルチ搬送波符号分割多元接続(MC-CDMA)は、OFDM(直交周波数分割多重)変調と、CDMA多元接続技法とを組み合わせたものである。この多元接続技法は、N. Yee等により、(非特許文献1)に最初に提案された。この技法の開発は、S. Hara等により、(非特許文献2)で概説された。

【0003】

各ユーザの信号が、その周波数スペクトルを拡散するために時間領域で乗算されるDS-CDMA(直接拡散符号分割多元接続)とは異なり、この技法では、シグネチャ(signature)の各要素を異なるサブキャリアの信号に乗算して、周波数領域でシグネチャを信号に乗算する。

10

【0004】

一般に、MC-CDMAは、CDMAとOFDMの有利な特徴、すなわち、高いスペクトル効率、多元接続能力、周波数選択性チャネルの存在下での頑強性、高いフレキシビリティ、狭帯域干渉阻止、簡単な1タップ等化などを併せ持つ。

【0005】

図4は、複数のMC-CDMAシンボルを複数K個のユーザに送信するMC-CDMA送信機の構造を概略的に示す。例えば、送信機はMC-CDMA伝送システムの基地局に配置され、複数のダウンリンク伝送チャネル上でMC-CDMAシンボルを複数のユーザに送信すると仮定する。

20

【0006】

$d_k(n)$ を、時刻 nT に基地局からユーザ k に送信されるべき複素シンボルとする。ただし、 $d_k(n)$ は変調アルファベットに属する。このシンボルに対する送信振幅係数を $\sqrt{P_{t_k}}$ で表す。ただし、 P_{t_k} は、 $d_k(n)$ が属する送信フレームの期間中のユーザ k に関連する送信電力である。まず、乗算器110_kで、複素数値 $\sqrt{P_{t_k}} \cdot d_k(n)$ に、 $c_k(1)$ で表される拡散系列を乗算する。拡散系列は N 個の「チップ」からなり、各「チップ」の持続時間は T_c であり、拡散系列の全持続時間はシンボル周期 T に対応する。以下では、特に指定しない限り、単一の拡散系列が送信のためにユーザに割り当てられると仮定する。しかし、一般には、要求されるデータレートに応じて、複数の直交する拡散系列(マルチ符号割当て)を所与のユーザに割り当てることも可能である。セル内干渉を軽減するため、拡散系列は直交するように選択される。

30

【0007】

複素数値 $\sqrt{P_{t_k}} \cdot d_k(n)$ (以下単に $\sqrt{P_{t_k}} \cdot d_k$ と表す)にユーザ k の拡散符号の要素を乗算した結果、 N 個の複素数値が得られ、これらはOFDM多重の N 個の周波数のサブセットにわたりデマルチプレクサ120_kで分離化される。一般に、上記サブセットの周波数の個数 N は、OFDM多重の周波数の個数 L の約数である。以下では $L=N$ と仮定し、ユーザ k の拡散系列要素の値を $c_k(1) = c_k(1T_c)$, $1=1, \dots, L$ で表す。デマルチプレクサ120_kで分離化された複素数値のブロックは次にモジュール130_kで逆高速フーリエ変換(IFFT)を受ける。シンボル間干渉を防ぐために、通常、伝送チャネルのインパルス応答の持続時間より長いガードインターバルがMC-CDMAシンボルに付加される。これは実際には、上記シンボルの最後と同一のプレフィクス(Δ で表す)を付加することにより達成される。パラレル/シリアルコンバータ140_kでシリアル化され、アナログ信号に変換された後(変換は図示せず)、ユーザ k に送られるべきMC-CDMAシンボル S_k は、加算器150で、他のユーザ $k' \neq k$ に送信されるべき同様のMC-CDMAシンボル $S_{k'}$ に加算される。得られた和 S はその後フィルタリングされ、RF周波数にアップコンバート(図示せず)された後、基地局により送信される。MC-CDMA法は本質的に、スペクトル領域で(IFFT前に)拡散した後、OFDM変調を行うものとみなすことができる。

40

【0008】

それゆえ、ダウンリンク伝送チャネル上で送信される前に加算器150に供給される、

50

時刻 t における信号 S_k は、プレフィクスを省略すれば、次のように書くことができる。

【 0 0 0 9 】

【 数 1 】

$$S_k(t) = d_k \sqrt{P t_k} \sum_{\ell=1}^L c_k(\ell) \exp(j 2 \pi f_{\ell} t) \quad \text{for } nT \leq t < (n+1)T \quad (1)$$

【 0 0 1 0 】

ただし、 $f_l = ((l-1) - L/2) / T$, $l = 1, \dots, L$ は OFDM 多重の周波数である。より厳密には、送信信号は実際には $\text{Re}(S_k(t) \exp(j 2 \pi F_0 t))$ であると理解されるべきである。ただし、 $\text{Re}(\cdot)$ は実部を表し、 F_0 は RF キャリア周波数である。換言すれば、 $S_k(t)$ は送信信号の複素エンベロープである。

10

【 0 0 1 1 】

結果として得られる和信号 S は時刻 t において次のように書くことができる。

【 0 0 1 2 】

【 数 2 】

$$S(t) = \sum_{k=1}^K d_k \sqrt{P t_k} \sum_{\ell=1}^L c_k(\ell) \exp(j 2 \pi f_{\ell} t) \quad \text{for } nT \leq t < (n+1)T \quad (2)$$

【 0 0 1 3 】

所与のユーザ g の MC-CDMA 受信機が図 5 に概略的に示されている。ここではダウンリンクを考えるため、受信機は移動端末に設置される。

20

【 0 0 1 4 】

ベースバンド復調後、信号は「チップ (chip)」周波数でサンプリングされ、ガードインターバルに属するサンプルが除去される。こうして得られる信号は次のように書くことができる。

【 0 0 1 5 】

【 数 3 】

$$R_g(t) = \sum_{k=1}^K d_k \sqrt{P t_k} \sum_{\ell=1}^L h_g(\ell) c_k(\ell) \exp(j 2 \pi f_{\ell} t) + b(t) \quad \text{for } nT \leq t < (n+1)T \quad (3)$$

30

【 0 0 1 6 】

ただし、 t は連続的なサンプリング時刻の値をとり、 K はユーザ数であり、 $h_g(l)$ は、時刻 $n \cdot T$ に送信された MC-CDMA シンボルのサブキャリア l の周波数に対するユーザ g のダウンリンクチャネルの応答を表し、 $b(t)$ は受信雑音である。

【 0 0 1 7 】

復調信号を「チップ」周波数でサンプリングすることにより得られたサンプルは、シリアル/パラレルコンバータ 210_g でシリアル/パラレル変換された後、モジュール 220_g で FFT を受ける。モジュール 220_g から出力される周波数領域におけるサンプルは、ユーザ g の拡散系列により逆拡散され、ダウンリンク伝送チャネルの分散効果を補償するように等化される。これを行うため、周波数領域のサンプルに (乗算器 230_{1g} , ..., 230_{Lg} により) 一方では係数 $c_g^*(l)$ (ただし、 $*$ は複素共役演算である) を乗算し、他方では等化係数 $q_g(l)$, $l = 1, \dots, L$ を乗算する。いくつかの等化方法が従来技術で知られているが、とりわけ次のものがある。

40

【 0 0 1 8 】

- ・ MRC (最大比合成) 等化。これによれば $q_l = h_l^*$ である。
- ・ EGC (等利得合成) 等化。これによれば $q_l = e^{-j \phi_l}$ である。ただし $h_l = \rho_l e^{-j \phi_l}$ である。
- ・ ZF (ゼロフォーシング) 等化。ただし $q_l = h_l^{-1}$ である。
- ・ MMSE (最小平均二乗誤差) 等化。ただし、 $q_l = (h_l^*) / (|h_l|^2 + \sigma^2)$ であり、 σ^2 はキャリア上の雑音分散である。

50

【 0 0 1 9 】

乗算後、サンプルは加算器 2 4 0_g で加算され、その結果として得られる次の信号 r_g が出力される。

【 0 0 2 0 】

【数 4】

$$r_g = \sum_{k=1}^K d_k \sqrt{P t_k} \left(\sum_{\ell=1}^L h_g(\ell) q_g(\ell) c_k(\ell) c_g^*(\ell) \right) + \sum_{\ell=1}^L q_g(\ell) c_g^*(\ell) n_g(\ell) \quad (4)$$

【 0 0 2 1 】

これは次のように書き直すことができる。

10

【 0 0 2 2 】

【数 5】

$$r_g = d_g \sqrt{P t_g} \left(\sum_{\ell=1}^L h_g(\ell) q_g(\ell) c_g(\ell) c_g^*(\ell) \right) + \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K d_k \sqrt{P t_k} \left(\sum_{\ell=1}^L h_g(\ell) q_g(\ell) c_k(\ell) c_g^*(\ell) \right) + \sum_{\ell=1}^L q_g(\ell) c_g^*(\ell) n_g(\ell)$$

(5)

20

【 0 0 2 3 】

ただし、n_g(1) は、相異なるキャリアに対するガウシアン雑音サンプルである。

【 0 0 2 4 】

式(5)の第1項は、ユーザgのための所望受信信号に対応し、第2項は多元接続干渉(MAI)に対応し、第3項は残留雑音に対応する。多元接続干渉は、ダウンリンクチャネルが複数のユーザへの信号を伝送することに起因する。

【 0 0 2 5 】

結果として得られる信号 r_g は、推定シンボル (^) d_g を供給するために検出器 2 5 0_g で検出される判定変数である。「(^) d_g は、d の上に ^ があることを表す。」実施される検出は、硬判定でも軟判定でもよい（後者の場合、検出器 2 5 0_g は単に省略することも可能である）。一般性を損なうことなく、以下では、軟判定が実施されること、したがって (^) d_g = r_g であることを仮定する。

30

【 0 0 2 6 】

MC-CDMA システムの容量は基本的に多元接続干渉により制限される。MAI に対処し、よってシステム容量を増大させる可能な方法として、空間フィルタリング技法を用いて相異なるユーザからのまたは相異なるユーザへのリンクを分離することがある。空間フィルタリングは一般に、相異なる方向の複数のビームを形成するためのアンテナアレイを使用することにより得られる。最近、（非特許文献3）および（非特許文献4）に開示されているように、MC-CDMA システムにおいて、特に送信にアンテナアレイを使用することが提案されている。しかし、ダウンリンク伝送にユーザ固有の空間フィルタリング技法が使用されると、換言すれば送信ビームがユーザごとに基地局で形成されると、相異なるユーザの周波数分離はもはや保証されない。換言すれば、一方では空間フィルタリングは相異なるユーザへの送信の空間的分離を提供することにより MAI を低下させるように寄与するが、他方では周波数領域におけるユーザの分離を破壊することにより同じ MAI に対して悪影響を有する可能性がある。

40

【 0 0 2 7 】

【非特許文献1】N. Yee et al. 「Multicarrier CDMA in indoor wireless radio networks」 Proceedings of PIMRC'93, Vol.1, pp.109-113, 1993

【非特許文献2】S. Hara et al. 「Overview of Multicarrier CDMA」 IEEE Communication Magazine, pp.126-133, December 1997

50

【非特許文献3】M. Fujii「Multibeam-time transmit diversity for OFDM-CDMA」Proc. of Globecom 2001, vol.25, pp.3095-3099

【非特許文献4】C. K. Kim et al.「Performance analysis of an MC-CDMA system with antenna array in a fading channel」IEICE Trans. Commun. Vol.E83-B, No.1, January 2000, pp.84-92

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0028】

本発明の第1の目的は、システムの相異なるユーザに対する多元接続干渉を最小にする、MC-CDMA ダウンリンク伝送のための新しいフィルタリング技法を提案することである。逆に、所与のMAIレベルに対して、本発明の第2の目的は、MC-CDMA システムの容量を増大させることである。

【0029】

さらに、図5に関して上記で説明したように、MC-CDMA システムの移動端末(MT)で実行される受信プロセスは、特に、等化係数 $q_g(1)$ の決定および等化ステップそれ自体が関与するために比較的複雑である。したがって、受信プロセスの単純化は、MT側の計算および電力のリソースがきわめて限られているためになおさら望ましい。本発明の第3の目的は、サービス品質を犠牲にすることなく移動端末における受信プロセスの複雑さを減少させることである。

【課題を解決するための手段】

【0030】

上記の目的は、請求項1に規定されるような本発明の送信方法により達成される。本発明の有利な実施形態は、付帯する従属請求項に規定される。

【発明の効果】

【0031】

本発明の利点および特徴は、添付図面に関して与えられる以下の説明を読むことから明らかとなるであろう。すなわち、システムの相異なるユーザに対する多元接続干渉を最小にする。

【発明を実施するための最良の形態】

【0032】

再び、OFDM多重の同一キャリアを共有する複数K個のアクティブユーザ $k=1, \dots, K$ へ複数のシンボルを送信する基地局を備えるMC-CDMA システムの状況を参照する。

【0033】

本発明の基礎にある基本的アイデアは、すべてのアクティブユーザについて空間および周波数において共に最適化されるフィルタリング技法を送信側で使用するすることである。より詳細には、M個のアンテナからなるアレイが基地局で使用される場合、アンテナmによりユーザkへ送信される信号は次のように表すことができる。

【0034】

【数6】

$$S_k^m(t) = d_k \sqrt{P_{t_k}} \sum_{\ell=1}^L w_k^*(\ell, m) c_k(\ell) \exp(j2\pi f_\ell t) \quad (6)$$

【0035】

ただし、 $w_k^*(1, m)$ はユーザk、周波数成分1、アンテナmに関連する複素重み付け係数であり、*は複素共役演算を表す。ベクトル $w_k^*(1, m)$ の成分は、複数L個の空間フィルタリングベクトル $w_k^*(1)$ 、 $1=1, \dots, L$ にまとめることができ、各ベクトル $w_k^*(1)$ はアンテナアレイにより、ユーザkの周波数成分1に対する送信ビームを形成するために使用される。

【0036】

10

20

30

40

50

基地局により K 個のユーザへ送信される信号は同期していると仮定すると、アンテナ m によりすべてのユーザへ送信される信号は簡単に次のように表すことができる。

【0037】

【数7】

$$S^m(t) = \sum_{k=1}^K d_k \sqrt{P t_k} \cdot \sum_{\ell=1}^L w_k^*(\ell, m) \cdot c_k(\ell) \exp(j 2 \pi f_\ell t) \quad (7)$$

【0038】

図1は、本発明による空間フィルタリング方法を用いたMC-CDMA送信機を概略的に示す。送信機はK個の同一のブランチを備え、各ブランチは所与のアクティブユーザに対応する。ユーザkのためのブランチは、直列に接続された乗算器310_k、デマルチプレクサ320_kおよび並列乗算器330_kを備える。例えば、図の上の部分に示されているユーザ1のためのブランチは、複素数値 $\sqrt{P t_1} \cdot d_1$ (d_1 はユーザ1へ送信されるべきシンボルであることを想起されたい)に拡散系列 $c_1(1)$ を乗算するための乗算器310₁と、拡散された複素数値をシリアル/パラレル変換するためのデマルチプレクサ320₁と、拡散された複素数値 $\sqrt{P t_1} \cdot d_1 \cdot c_1(1)$ のそれぞれに以下で定義されるような複素重み付けベクトル w_1^* の成分を乗算するための並列乗算器330₁とを備える。並列乗算器330₁における並列乗算の結果はM個のベクトル z_1^1, \dots, z_1^M により表され、各ベクトル z_1^m はアンテナ370_mにより送信されるべき信号の周波数成分からなる。より詳細には、 $z_1^m, m=1, \dots, M$ はL次元ベクトル($z_1^m(1), \dots, z_1^m(L)$)^Tとして定義される。ただし $z_1^m(1) = \sqrt{P t_1} \cdot d_1 \cdot c_1(1) \cdot w_1^*(1, m)$ である。同様に、k番目のブランチの並列乗算器330_kの出力はM個のベクトル z_k^1, \dots, z_k^M からなり、その要素は $z_k^m(1) = \sqrt{P t_k} \cdot d_k \cdot c_k(1) \cdot w_k^*(1, m)$ により与えられる。

【0039】

所与のユーザkに対して、複素重み付け係数 $w_k^*(1, m)$ は、 $w_k^* = (w_k^*(1, 1), \dots, w_k^*(L, 1), \dots, w_k^*(1, M), \dots, w_k^*(L, M))^T$ として定義されるサイズM・Lのベクトル w_k にまとめられ、その最初のL個の成分はアンテナ1、ユーザkおよびサブキャリア1〜Lに対する重み付け係数に対応し、次のL個の成分はアンテナ2、ユーザkおよびサブキャリア1〜Lに対する重み付け係数に対応し、などとなる。係数 $w_k^*(1, m)$ が空間領域(所与のサブキャリア1に対して、それらの係数はユーザkに対するビームを形成するとみなすことができる)および周波数領域(所与のアンテナmに対して、係数 $w_k^*(1, m)$ は従来の周波数フィルタのものとみなすことができる)の両方でかけられるので、以下ベクトル w_k^* を、ユーザkに関連する空間一周波数送信フィルタリング(SFTF)ベクトルと呼ぶことにする。

【0040】

MC-CDMA送信機はさらに複素M個の加算器340₁, ..., 340_Mを備え、各加算器340_mは並列乗算器330₁, ..., 330_Mにより出力される信号ベクトル $z_1^m, \dots, z_k^m, m=1, \dots, M$ を加算し、結果として得られるベクトルをそれぞれモジュール350₁, ..., 350_Mに供給する。より厳密には、各モジュール350_m(図4のモジュール130_kと同一)は、複合周波数成分のベクトル($\sum_{k=1}^K z_k^m(1), \dots, \sum_{k=1}^K z_k^m(L)$)^Tに対して逆高速フーリエ変換を実行し、こうして得られるMC-CDMAシンボルにプレフィクス(Δ)を付加する。パラレル/シリアル変換器360₁におけるパラレル/シリアル変換(および周波数アップコンバージョン(図示せず))の後、MC-CDMAシンボルを運ぶ信号 $S^m(t)$ がアンテナ370_mにより送信される。

【0041】

以下でさらに説明するように、SFTFベクトル $w_k^*, k=1, \dots, K$ 、あるいは同じことであるが重み付け係数 $w_k^*(1, m), 1=1, \dots, L; m=1, \dots, M$ は、計算モジュール380によりダウンリンク伝送チャネルの係数の推定値から求められ、並列乗算器330₁, ..., 330_Kに供給される。以下では、伝送にはキャリア間干渉および

10

20

30

40

50

シンボル間干渉がない（後者は、プレフィクス挿入による）と仮定する。このような場合、基地局のアンテナ m とユーザ k の移動端末との間のダウンリンク伝送チャネルは、各サブキャリア l に対する単一の乗法的複素係数 $h_k(l, m)$ （以下、チャネル係数と呼ぶ）により特徴づけることができる。係数 $h_k(l, m)$ は、ダウンリンクチャネルとアップリンクチャネルで同一であると仮定される。この仮定は、実際には、MC-CDMA システムが TDD（時分割二重）モードで動作するとき確かめられる。チャネル係数の推定値を以下 $\hat{h}_k(l, m)$ で表す。

【0042】

チャネル係数 $h_k(l, m)$ は、ダウンリンクマルチパスチャネルの空間シグネチャおよびチャネルのフェージング係数に依存する。チャネルの空間シグネチャ（ダウンリンクとアップリンクで同一と仮定する）は、ユーザ k への信号の送信方向によって、あるいは同じことであるが、ユーザ k により基地局へ送信される信号の到来方向（DOA）によって定義される。理解されるべきであるが、所与のユーザ k に対する係数 $h_k(l, m)$ は、さまざまなサブキャリア周波数におけるこのユーザに対する（送信または受信）ビームの指向性パターンだけでなく、これらの周波数における伝送チャネルのフェージングをも反映する。

【0043】

次に、図 5 に示した構造を有し図 1 の MC-CDMA により送信される信号を受信する所与のユーザ g の移動端末を考えると、判定変数は、式 (4) と同様に、次のように表すことができる。

【0044】

【数 8】

$$\hat{d}_g = \sum_{k=1}^K d_k \sqrt{P t_k} \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^L w_k^*(\ell, m) h_g(\ell, m) q_g(\ell) c_k(\ell) c_g^*(\ell) + \sum_{\ell=1}^L q_g(\ell) c_g^*(\ell) n_g(\ell) \quad (8)$$

【0045】

これは次のように書き直すことができる。

【0046】

【数 9】

$$\begin{aligned} \hat{d}_g = & d_g \sqrt{P t_g} \left(\sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^L h_g(\ell, m) w_g^*(\ell, m) c_g(\ell) e_g^*(\ell) \right) \\ & + \sum_{m=1}^M \sum_{\ell=1}^L h_g(\ell, m) e_g^*(\ell) \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K d_k \sqrt{P t_k} w_k^*(\ell, m) c_k(\ell) \right) + \sum_{\ell=1}^L e_g^*(\ell) n_g(\ell) \end{aligned} \quad (9)$$

【0047】

ただし、 $n_g(l)$ は相異なるキャリアに対するガウシアン雑音サンプルである。また、 $e_g(l) = q_g^*(l) \cdot c_g(l)$ である。ただし、係数 $q_g(l)$ は必ずしも上記の等化方法の 1 つにより決定されるわけではなく、いかなる値もとて得る。注意すべきであるが、 $e_g(l)$ は、FFT モジュール 220_g の出力において相異なるサブキャリアにより伝送される成分を結合する係数の複素共役である。当業者には認識されるように、式 (9) の第 1 項は所望信号に対応し、第 2 項は多元接続干渉に対応し、最終項は逆拡散後の残留雑音に対応する。

【0048】

式 (9) は、同じことであるが、次のようなより簡潔な形に表すことができる。

【0049】

10

20

30

40

【数 1 0】

$$\hat{d}_g = \tilde{\mathbf{e}}_g^H \cdot (\mathbf{h}_g \circ \mathbf{w}_g^* \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) d_g \sqrt{P t_g} + \tilde{\mathbf{e}}_g^H \cdot (\mathbf{h}_g \circ \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K (\mathbf{w}_k^* \circ \tilde{\mathbf{c}}_k) d_k \sqrt{P t_k} \right) + \mathbf{e}_g^H \cdot \mathbf{n}_g \quad (10)$$

【0 0 5 0】

ただし、太字はベクトルを表し、 $(\sim) \mathbf{c}_k$ は、 $(\sim) \mathbf{c}_k = (\mathbf{c}_k^T, \mathbf{c}_k^T, \dots, \mathbf{c}_k^T)^T$ 、すなわちユーザ k に対する拡散系列を表すベクトル $\mathbf{c}_k = (\mathbf{c}_k(1), \dots, \mathbf{c}_k(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、 $(\sim) \mathbf{e}_g$ は、 $(\sim) \mathbf{e}_g = (\mathbf{e}_g^T, \mathbf{e}_g^T, \dots, \mathbf{e}_g^T)^T$ 、すなわちベクトル $\mathbf{e}_g = (\mathbf{e}_g(1), \dots, \mathbf{e}_g(L))^T$ の M 回の接続として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルである。あるいは同じことであるが、 $(\sim) \mathbf{e}_g = (\sim) \mathbf{c}_g \circ (\sim) \mathbf{q}_g$ である。ただし $(\sim) \mathbf{q}_g = (\mathbf{q}_g^T, \mathbf{q}_g^T, \dots, \mathbf{q}_g^T)^T$ はベクトル $\mathbf{q}_g = (\mathbf{q}_g(1), \dots, \mathbf{q}_g(L))^T$ の M 回の接続である。「 $(\sim) \mathbf{c}_k$ は、 \mathbf{c} の上に \sim があることを表す。また、 $(\sim) \mathbf{e}_g$ は、 \mathbf{e} の上に \sim があることを表す。さらに、 \circ は二項演算記号（ベクトルの成分ごとの積）を表す。」

【0 0 5 1】

\mathbf{h}_g は、 $\mathbf{h}_g = (\mathbf{h}_g(1, 1), \dots, \mathbf{h}_g(L, 1), \dots, \mathbf{h}_g(1, M), \dots, \mathbf{h}_g(L, M))^T$ として定義されるサイズ $M \cdot L$ のベクトルであり、その最初の L 個の成分はアンテナ 1 とユーザ g の間のチャネルに対応し、次の L 個の成分はアンテナ 2 とユーザ g の間のチャネルに対応し、などとなり、 \mathbf{w}_k^* は、上で定義した、ユーザ k に対する S F T F ベクトルであり、 \mathbf{e}_g および \mathbf{n}_g はそれぞれ、 $\mathbf{e}_g = (\mathbf{e}_g(1), \dots, \mathbf{e}_g(L))^T$ および $\mathbf{n}_g = (\mathbf{n}_g(1), \dots, \mathbf{n}_g(L))^T$ として定義され、 $(\cdot)^H$ はエルミート転置作用素を表し、 $\mathbf{u} \cdot \mathbf{v}$ はベクトル \mathbf{u} と \mathbf{v} のスカラー積を表し、 $\mathbf{u} \circ \mathbf{v}$ はベクトル \mathbf{u} と \mathbf{v} の成分ごとの積を表す。すなわち、ベクトル $\mathbf{u} \circ \mathbf{v}$ の第 i 成分はベクトル \mathbf{u} の第 i 成分とベクトル \mathbf{v} の第 i 成分との積である。

【0 0 5 2】

本発明の第 1 の有利な態様によれば、所与のユーザ g に対して、重み付け係数のセット $\mathbf{w}_g^*(1, m)$ 、 $1 = 1, \dots, L$ ； $m = 1, \dots, M$ （あるいは同じことであるが、S F T F ベクトル \mathbf{w}_g^* ）を求めることにより、空間領域におけるアクティブユーザの分離により引き起こされる M A I の減少と、周波数領域における直交性の損失により引き起こされる M A I の増大とから生じる全体的効果を考慮に入れて、当該ユーザに影響する M A I の最小化を保証する。

【0 0 5 3】

本発明の第 2 の有利な態様によれば、すべてのアクティブユーザを考慮に入れた同時 M A I 最小化基準が実行される。より厳密には、提案される最小化基準は、他のアクティブユーザの受信に影響する M A I にかかわらず所与のアクティブユーザの受信に影響する M A I を単に最小化することを目標とするのではなく、当該ユーザへ送信される信号により引き起こされる他のアクティブユーザに影響する M A I をも考慮に入れる。

【0 0 5 4】

本発明の第 3 の有利な態様によれば、M C - C D M A 送信機（これはそれ自体、基地局の全送信電力により本質的に制限される）の送信電力制約を考慮に入れた M A I 最小化基準が使用される。

【0 0 5 5】

本発明による送信方法をさらに詳細に説明するため、まず、所与のアクティブユーザ g に対して、このユーザに対する一定の送信電力レベルの制約の下で、信号対干渉プラス雑音比 (S I N R) の最大化に基づく基準を考える。

【0 0 5 6】

ユーザ g に対する信号対干渉プラス雑音比は次のように表すことができる。

【0 0 5 7】

10

20

30

40

50

【数 1 1】

$$SINR_g = \frac{P_g}{MAI_g + \sigma^2} \quad (11)$$

【0 0 5 8】

ただし、 P_g はユーザ g により受信される所望信号の電力であり、 MAI_g は所望信号に影響する MAI レベルであり、 σ^2 は逆拡散後の残留雑音の分散である。

【0 0 5 9】

式(10)の第1項から、およびシンボル d_g の平均電力が1であると仮定すると、ユーザ g により受信される所望信号の電力は次のように表すことができる。 10

【0 0 6 0】

【数 1 2】

$$P_g = P_{t_g} \left| \mathbf{w}_g^H \cdot (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) \right|^2 \quad (12)$$

【0 0 6 1】

式(10)の第2項から、およびシンボル d_k の平均電力が1であると仮定すると、多元接続干渉レベル MAI_g は次のように表すことができる。

【0 0 6 2】

20

【数 1 3】

$$MAI_g = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K P_{t_k} \cdot p_{MAI}(k \rightarrow g) \quad (13)$$

【0 0 6 3】

ただし、 $p_{MAI}(k \rightarrow g)$ は、ユーザ k (へ送信される信号)の寄与をユーザ g に影響する MAI に正規化したものを反映し、次のように定義される。

【0 0 6 4】

【数 1 4】

30

$$p_{MAI}(k \rightarrow g) = \mathbf{w}_k^H \mathbf{v}_{gk} \mathbf{v}_{gk}^H \mathbf{w}_k \quad (14)$$

$$\text{where } \mathbf{v}_{gk} = \tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_k = \tilde{\mathbf{c}}_g^* \circ \tilde{\mathbf{q}}_g \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_k.$$

【0 0 6 5】

式(12)、(13)および(14)から、ユーザ g に対する信号対干渉プラス雑音比は次のように書き直すことができる。

【0 0 6 6】

【数 1 5】

40

$$SINR_g = \frac{P_{t_g} \left| \mathbf{w}_g^H \cdot (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) \right|^2}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K P_{t_k} \cdot \mathbf{w}_k^H \mathbf{v}_{gk} \mathbf{v}_{gk}^H \mathbf{w}_k + \sigma^2} \quad (15)$$

【0 0 6 7】

式(15)から明らかなように、 $SINR_g$ の表式は、ユーザ g に対する重み付け係数 $\mathbf{w}_g^*(1, m)$ (すなわち、ユーザ g に対するSFTFベクトル \mathbf{w}_g^*)に依存しただけでなく、他のユーザ $k \neq g$ に対する重み付け係数(すなわち、ユーザ $k \neq g$ に対するSFTFベクトル \mathbf{w}_k^*)にも依存しない。この理由は、ユーザ g に影響する MAI が他のユー 50

ザ $k \neq g$ へ送信される信号の空間および周波数における分布により影響されることが原因だと考えられる。換言すれば、所与のユーザに対する S F T F ベクトルの変化は、他のすべてのアクティブユーザの S I N R を変更する。したがって、S I N R_g を最大化する S F T F ベクトル \mathbf{w}_g^* を求める問題は、 $k \neq g$ に対する値 S I N R_k を最大化する他の S F T F ベクトル \mathbf{w}_k^* を求める問題と独立に解くことはできない。しかし、すべての値 S I N R_k を同時に最大化する S F T F ベクトル \mathbf{w}_k^* のセットを求めることは、至難 (intractable) な作業ではないにしても非常に複雑である。

【0068】

本発明によれば、S I N R_g を最大化する問題が、次の観察によりエレガントに解決される。すなわち、実際には、チャネル応答ベクトル \mathbf{h}_k , $k = 1, \dots, K$ は同じ統計的性質を有し、その結果、所与の2ユーザ k および k' に対して、正規化された干渉寄与 $p_{MAI}(k \rightarrow k')$ と $p_{MAI}(k' \rightarrow k)$ は等しいとみなすことができ、このことは特に、同じ時空間フィルタリング方法がすべてのユーザに適用されるときには正当化される。

【0069】

より厳密には、擬似信号対雑音プラス干渉比 (S I N R_g^m と表す) に基づく基準が提案される。S I N R_g^m は次のように定義される。

【0070】

【数16】

$$SINR_g^m = \frac{P_g}{MAI_g^m + \sigma^2} \quad (16)$$

$$\text{where } MAI_g^m = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K P t_k \cdot p_{MAI}(g \rightarrow k) \text{ with } p_{MAI}(g \rightarrow k) = \mathbf{w}_g^H \mathbf{v}_{kg} \mathbf{v}_{kg}^H \mathbf{w}_g$$

【0071】

すなわち、

【0072】

【数17】

$$MAI_g^m = \mathbf{w}_g^H \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K P t_k \cdot \mathbf{v}_{kg} \mathbf{v}_{kg}^H \right) \mathbf{w}_g = \mathbf{w}_g^H \Phi_g \mathbf{w}_g$$

【0073】

ただし、 Φ_g は次のように定義される正方行列である。

【0074】

【数18】

$$\Phi_g = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq g}}^K P t_k \cdot \mathbf{v}_{kg} \mathbf{v}_{kg}^H$$

【0075】

したがって、擬似信号対雑音プラス干渉比は次のように書き直すことができる。

【0076】

10

20

30

40

【数 1 9】

$$SINR_g^m = \frac{P t_g |\mathbf{w}_g^H (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g)|^2}{\mathbf{w}_g^H \Phi_g \mathbf{w}_g + \sigma^2} \quad (17)$$

【0 0 7 7】

一定の所定送信電力値 $P t_g$ の場合、ユーザ g に対する送信電力に対する制約は、S F T F ベクトル \mathbf{w}_g の大きさに対する制約として、すなわち $\mathbf{w}_g^H \cdot \mathbf{w}_g = 1$ と表すことができる。

【0 0 7 8】

10

式 (1 7) から、一定の送信電力の制約の下での $S I N R_g^m$ の最大化は、制約 $\mathbf{w}_g^H \cdot \mathbf{w}_g = 1$ の下で次式を求めることと同値である。

【0 0 7 9】

【数 2 0】

$$\arg \max \frac{P t_g |\mathbf{w}_g^H (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g)|^2}{\mathbf{w}_g^H (\Phi_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML}) \mathbf{w}_g} \quad (18)$$

【0 0 8 0】

ただし、 \mathbf{I}_{ML} はサイズ $M \cdot L \times M \cdot L$ の単位行列である。

20

【0 0 8 1】

注意すべきであるが、式 (1 8) は S F T F ベクトル \mathbf{w}_g のみに依存し、 \mathbf{w}_g を定数倍しても不変である。(U) $\mathbf{w}_g = \beta \mathbf{w}_g$ (ただし β はスカラー) と定義すると、(U) $\mathbf{w}_g^H (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) = 1$ が成り立つような最適ベクトル (U) \mathbf{w}_g を探した後、 \mathbf{w}_g を得るためにその結果を因子 $(1 / \|\text{(U) } \mathbf{w}_g\|)$ により正規化することが可能である。したがって、最適予歪 S F T F ベクトル (U) \mathbf{w}_g は次を満たさなければならない。「(U) \mathbf{w}_g は、 \mathbf{w} の上に U があることを表し、実際には、お皿程度の深さである。」

【0 0 8 2】

【数 2 1】

$$\arg \min (\tilde{\mathbf{w}}_g^H \Psi_g \tilde{\mathbf{w}}_g) \quad \text{with } \Psi_g = \Phi_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML} \quad \text{and} \quad \tilde{\mathbf{w}}_g^H (\tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) = 1 \quad (19)$$

30

【0 0 8 3】

この問題を解くため、次のラグランジュ関数を導入する。

【0 0 8 4】

【数 2 2】

$$\mathcal{L} = \tilde{\mathbf{w}}_g^H \Psi_g \tilde{\mathbf{w}}_g - \lambda (\tilde{\mathbf{w}}_g^H \mathbf{f}_g - 1) \quad \text{with } \mathbf{f}_g = \tilde{\mathbf{e}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g \quad (20)$$

【0 0 8 5】

ただし、 λ はラグランジュ乗数である。

40

【0 0 8 6】

ベクトル (U) \mathbf{w}_g^* による勾配を計算することにより次式が得られる (同じ結果は、ベクトル (U) \mathbf{w}_g による勾配を計算することによっても得られる)。

【0 0 8 7】

【数 2 3】

$$\nabla_{\tilde{\mathbf{w}}_g} \mathcal{L} = \Psi_g \tilde{\mathbf{w}}_g - \lambda \mathbf{f}_g = 0 \quad (21)$$

【0 0 8 8】

最終的に、最適 S F T F ベクトル (U) \mathbf{w}_g は次式で与えられると結論することができ

50

る。

【 0 0 8 9 】

【 数 2 4 】

$$\tilde{\mathbf{w}}_g = \lambda (\Phi_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} \mathbf{f}_g = \lambda (\Phi_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_g^* \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) \quad (22)$$

【 0 0 9 0 】

S F T F ベクトル \mathbf{w}_g は、(U) \mathbf{w}_g から次のように得られる。

【 0 0 9 1 】

【 数 2 5 】

$$\mathbf{w}_g = \mu_g (\Phi_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_g^* \circ \tilde{\mathbf{q}}_g \circ \mathbf{h}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) \quad (23)$$

10

【 0 0 9 2 】

ただし、係数 μ_g は、ユーザ g に対する送信電力に対する制約によって与えられる。すなわち、 $\mathbf{w}_g^H \cdot \mathbf{w}_g = 1$ であるように選択される。

【 0 0 9 3 】

実際には、ベクトル \mathbf{h}_g を構成するダウンリンクチャネル係数 $h_g(1, m)$ は、対応するアップリンクチャネル係数と同一であると仮定され、そのアップリンクチャネル係数は、アクティブユーザから基地局へ送信されるパイロットシンボルから推定される。

【 0 0 9 4 】

図 1 に戻って、推定値 $(\hat{\cdot}) h_k(1, m)$ からなるベクトルを $(\hat{\cdot}) h_k$ で表すと、計算モジュール 380 は、各アクティブユーザ k について S F T F ベクトル \mathbf{w}_k^* を次式から求める。

20

【 0 0 9 5 】

【 数 2 6 】

$$\mathbf{w}_k = \mu_k (\hat{\Phi}_k + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_k^* \circ \tilde{\mathbf{q}}_k \circ \hat{\mathbf{h}}_k \circ \tilde{\mathbf{c}}_k) \quad (24)$$

【 0 0 9 6 】

ただし、係数 μ_k は、ユーザ k に対する送信電力に対する制約によって与えられ（すなわち $\mathbf{w}_k^H \cdot \mathbf{w}_k = 1$ ）、また次式の通りである。

30

【 0 0 9 7 】

【 数 2 7 】

$$\hat{\Phi}_k = \sum_{\substack{k=1 \\ k \neq k}}^K P t_k \hat{\mathbf{v}}_{kk} \hat{\mathbf{v}}_{kk}^H \quad \text{with} \quad \mathbf{v}_{kk} = \tilde{\mathbf{c}}_k^* \circ \tilde{\mathbf{q}}_k \circ \hat{\mathbf{h}}_k \circ \tilde{\mathbf{c}}_k \quad (25)$$

【 0 0 9 8 】

本発明の第 1 の実施形態によれば、所与のユーザ g に対する S F T F ベクトル \mathbf{w}_g^* は計算モジュール 380 により次式から求められる。

【 0 0 9 9 】

【 数 2 8 】

$$\mathbf{w}_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_g^* \circ \hat{\mathbf{h}}_g \circ \tilde{\mathbf{c}}_g) \quad (26)$$

40

【 0 1 0 0 】

これは、拡散系列が $l = 1, \dots, L$ に対して $c_g(l) \cdot c_g^*(l) = 1$ であるようなものである場合、例えばウォルシュアダマール拡散系列 ($c_g(l) \in \{-1, 1\}$) が使用される場合には、次式のようにさらに単純化することができる。

【 0 1 0 1 】

【数 2 9】

$$\mathbf{w}_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} \hat{\mathbf{h}}_g \quad (27)$$

【0 1 0 2】

このような場合、移動端末で実行される受信プロセスは、図 2 に示すようにきわめて単純化することができる。ユーザ g に対する MC-CDMA 受信機は、図 2 に概略的に表されており、図 5 の対応するモジュール 2 1 0_g ~ 2 5 0_g と同一のモジュール 4 1 0_g ~ 4 5 0_g を備える。しかし、従来技術の MC-CDMA 受信機（図 5）とは異なり、FFT モジュール 4 2 0_g の出力では単純な逆拡散が実行され、等化はもはや不要である。具体的には、ダウンリンクチャネル係数の推定は受信機側では不要であるため、それに関連する計算負荷から移動端末は解放される。

10

【0 1 0 3】

認識されるべきであるが、送信側で SFFT ベクトル \mathbf{w}_g^* の重み付け係数により実行される周波数領域におけるフィルタリングは、ダウンリンク伝送チャネルのキャリア上のフェージングを完全に、またはほとんど完全に前補償する。

【0 1 0 4】

本発明の第 2 の実施形態によれば、ダウンリンクチャネル係数 $h_g(1, m)$ は MC-CDMA 送信機により粗推定され、補足的等化が受信側で実行される。

【0 1 0 5】

これは例えば、アップリンクチャネル係数の推定値（これからダウンリンクチャネル係数が導出される）がその実際の変動より低いレートで更新される場合である。より詳細には、所与のユーザ g に対するチャネル係数の粗推定値を表すベクトルを $(\hat{\cdot}) h_g^c$ で表すと、MC-CDMA 送信機は次式に基づいて SFFT フィルタリングを適用することになる。

20

【0 1 0 6】

【数 3 0】

$$\mathbf{w}_g = \mu_g (\hat{\Phi}_g + \sigma^2 \mathbf{I}_{ML})^{-1} (\tilde{\mathbf{c}}_g^* \hat{\mathbf{h}}_g^c \tilde{\mathbf{c}}_g) \quad (28)$$

【0 1 0 7】

また、等化係数のセット $q_g^f(1)$, $1 = 1, \dots, L$ が、受信側で残留周波数歪みを精密に補償することになる。

30

【0 1 0 8】

別の変形例では、計算モジュール 3 8 0 で \mathbf{w}_g^* を求めるために使用される粗推定値のベクトル $(\hat{\cdot}) h_g^c$ は、ユーザ g の空間シグネチャから導出される。より詳細には、チャネル係数 $h_g(1, m)$ は次のように分解可能であると仮定される。

【0 1 0 9】

【数 3 1】

$$h_g(\ell, m) = \bar{h}_g(\ell, m) \eta_g(\ell) \quad (29)$$

【0 1 1 0】

ただし、 $(\cdot) h_g(1, m)$ はユーザ g の空間シグネチャ（時間的に比較的ゆっくりと変動する）に相当し、 $\eta_g(1)$ はチャネルの周波数フェージングに相当する。MC-CDMA 送信機は、アンテナアレイによりユーザ g から受信される信号の DOA から係数 $(\cdot) h_g(1, m)$ を推定し、これらの推定値 $(\hat{\cdot}) (\cdot) h_g(1, m)$ をベクトル $(\hat{\cdot}) h_g^c$ の成分として使用する。「 $(\cdot) h_g$ は、 h の上に \cdot があることを表す。また、 $(\hat{\cdot}) (\cdot) h_g$ は、 h の上に \cdot があり、さらにその上に $\hat{\cdot}$ があることを表す。」

40

【0 1 1 1】

図 3 は、この変形例による MC-CDMA 送信機とともに使用するための受信機を概略的に示す。モジュール 5 1 0_g ~ 5 5 0_g は図 5 の対応するモジュール 2 1 0_g ~ 2 5 0_g と同一であり、高速フェージング因子 $\eta_g(1)$ の補償はここでは、既知の種類の等化方法

50

の1つにより $\eta_g(1)$ から導出される等化係数 $q_g^f(1)$, $1 = 1, \dots, L$ により保証される。

【0112】

本発明のもう1つの有利な態様は、MC-CDMAシステムの容量を増大させる可能性にある。想起されるように、従来のMC-CDMAシステムの容量は、利用可能な拡散符号（または拡散系列）の個数により制限され、その個数は、符号が直交するように選択されるときサブキャリアの個数 L に等しい。本発明による送信方法によって提供される空間領域におけるユーザ分離は、相異なるユーザに同一拡散符号を再使用することを可能にする。より詳細には、ユーザ k と k' が実質的に異なる空間シグネチャを有するという条件で、ユーザ k にすでに割り当てられている拡散符号 $c_k(1)$, $1 = 1, \dots, L$ をユーザ k' にも再割り当てすることができる。

10

【0113】

第1の可能な割り当て方式によれば、アクティブユーザの数が利用可能な拡散符号の数 L を超えてしまう場合（例えば、利用可能な拡散符号がすでに割り当て済みで、しかも着呼が要求される場合）、拡散符号は、例えば2人のユーザ k および $k+L$ が同一拡散符号 c_k を共有するように自然な順序 c_1, c_2, \dots で再割り当てされる。ユーザ k および $k+L$ が類似の空間シグネチャを示すときに生じる干渉を減少させるためには、さらに、利用可能な拡散符号の上にランダムスクランブル符号を適用することが提案される。より詳細には、所与の集合 Ω_p （ただし $p \in \{1, \dots, P\}$ ）に属するユーザ k ヘシンボルを送信しなければならない場合、そのシンボルに次の系列を乗算する。

20

【0114】

【数32】

$$c_k^{\text{ext}}(\ell) = c_{k[L]}(\ell) \cdot m_p(\ell), \quad \ell=1, \dots, L \quad (30)$$

【0115】

ただし、ユーザインデックス k は L より大きくてもよく、 p は除算 k/L の整数部分を表し、 $k[L]$ はその剰余を表し、 $c_k^{\text{ext}}(1)$, $1 = 1, \dots, L$ は（要素数 $L \cdot P$ の）拡大集合に属する拡散系列を表し、 $m_p(1)$, $1 = 1, \dots, L$ はランダムスクランブル符号である。

【0116】

30

所与の集合 Ω_p に属するユーザは同一のスクランブル符号がかけられるため、それらのそれぞれの拡散系列（式（30）で定義される）は直交し、その結果、これらのユーザは、本発明による送信方法によって空間的に分離され、かつ周波数分離される。これに対して、相異なる集合に属するユーザに割り当てられる拡散系列間では、直交性は維持されない。しかし、後者のユーザは依然として、上記送信方法により提供される空間分離からだけでなく、ランダムスクランプリングによる干渉の減少からも利益を受ける。

【0117】

図1に示されるMC-CDMA送信機は、機能モジュール（例えば計算または推定手段）として説明されたが、当業者には認識されるように、このデバイスの全部または一部は、図示のすべての機能を実行するための専用の単一プロセッサによって、または上記機能の1つまたは複数をそれぞれ実行するための専用のもしくはプログラムされた複数のプロセッサの形態で実施され得る。

40

【図面の簡単な説明】

【0118】

【図1】本発明によるMC-CDMA送信機の構造を概略的に示す図である。

【図2】本発明の第1の実施形態によるMC-CDMA送信機とともに使用される第1のMC-CDMA受信機の構造を概略的に示す図である。

【図3】本発明の第2の実施形態によるMC-CDMA送信機とともに使用される第2のMC-CDMA受信機の構造を概略的に示す図である。

【図4】当技術分野で知られているMC-CDMA送信機の構造を概略的に示す図である

50

【図 5】 当技術分野で知られている M C - C D M A 受信機の構造を概略的に示す図である

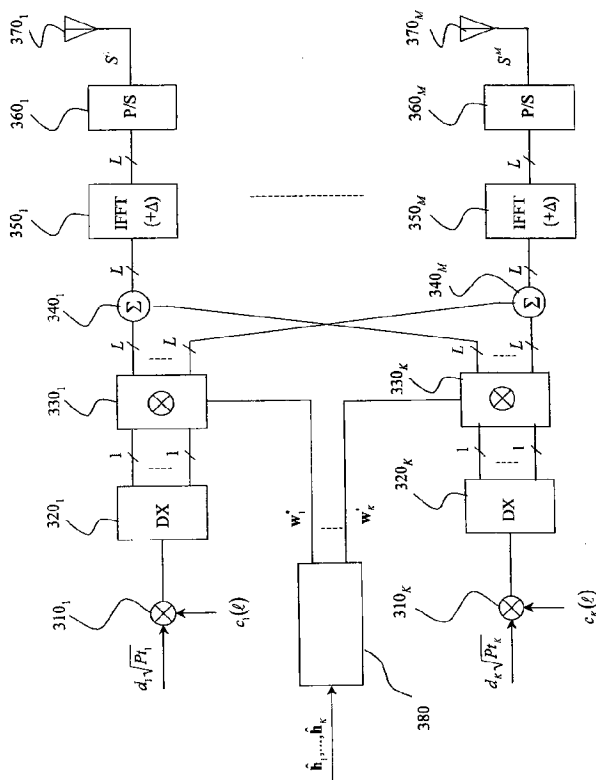
【符号の説明】

【 0 1 1 9 】

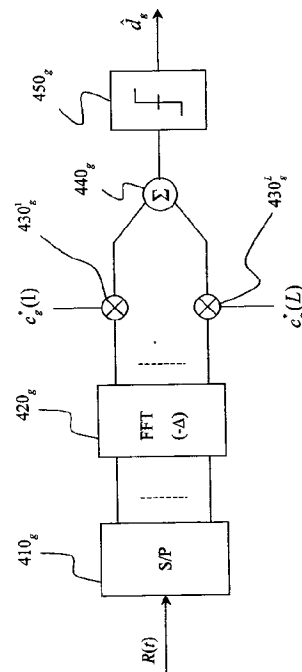
3 1 0 乗算器、3 2 0 デマルチプレクサ、3 3 0 並列乗算器、3 4 0 加算器、
3 5 0 モジュール、3 6 0 パラレル／シリアル変換器、3 7 0 アンテナ、3 8 0
計算モジュール、4 1 0 モジュール、4 2 0 F F T モジュール、4 3 0 モジュール
、4 4 0 モジュール、4 5 0 モジュール、5 1 0 モジュール、5 2 0 モジュール
、5 3 0 モジュール、5 4 0 モジュール、5 5 0 モジュール。

10

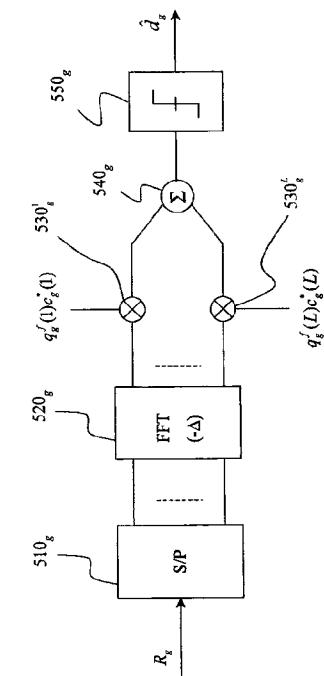
【図 1】



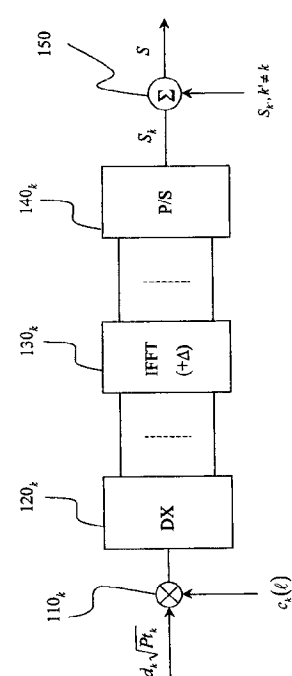
【図 2】



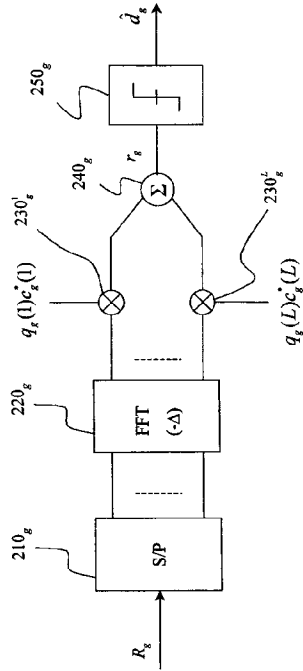
【図3】



【図4】



【図5】



フロントページの続き

(74)代理人 100110423

弁理士 曾我 道治

(74)代理人 100084010

弁理士 古川 秀利

(74)代理人 100094695

弁理士 鈴木 憲七

(74)代理人 100111648

弁理士 梶並 順

(72)発明者 トーマス・ゼルツァー

フランス国、3 5 7 0 8 レンヌ・セデックス 7、セーエス 1 0 8 0 6、アレ・ドゥ・ボーリ
ュー 1

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD23 EE02 EE14 EE22